

Transmisor Outphasing en UHF usando Amplificadores Clase E a GaN HEMT

Reinel Marante⁽¹⁾, José A. García⁽¹⁾, M. Nieves Ruíz⁽¹⁾, Pere L. Gilabert⁽²⁾, Gabriel Montoro⁽²⁾

[maranter, joseangel.garcia, ruizmn] @unican.es, [plgilabert, montoro] @tsc.upc.edu

⁽¹⁾ Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria, Edificio I+D+i Telecomunicaciones, Plaza de la Ciencia s/n, 39005, Santander, Cantabria, SPAIN.

⁽²⁾ Dpto. Teoría de la Señal y Comunicaciones, Universidad Politécnica de Cataluña, Esteve Terradas 7, 08860 Castelldefels, Barcelona, SPAIN.

Abstract- A Chireix outphasing transmitter at UHF band is presented in this paper, based on class E RF power amplifiers. As recently proved in [1], properly transforming the load modulation path, imposed by the non-isolated combiner, into fundamental frequency impedance values at the device drain terminals as close as possible to those assuring zero voltage switching condition, good efficiency values may be kept along a significant output power range. A lumped element implementation of the amplifiers and the combiner, together with the use of GaN HEMTs, allowed controlling the output power over a 6 dB range with an efficiency value over 60%. Experiments with asymmetrical two tones, conceived as a discrete spectrum signal with a 1:4 envelope variation, have shown the capability of the architecture to be linearized using digital predistortion (DPD). In order to reproduce a spectrally efficient communication signal, with nulls in the envelope, a hybrid control strategy was employed, combining the outphasing between branches with amplitude variations of both RF excitation signals for the lower range of the envelope. Average drain efficiency and PAE values of 63% and 60.3% respectively have been measured, for a 11.8 W and 5.06 dB PAPR WCDMA signal, while meeting ACPR specifications.

I. INTRODUCCIÓN

Durante los últimos años, con la evolución hacia estándares de comunicación inalámbrica basados en formatos complejos de modulación digital, se vienen consiguiendo tasas muy altas de transmisión de datos por unidad de ancho de banda. Dado que la señal pasobanda resultante ha de combinar variaciones en el tiempo de su amplitud y fase, es común encontrar envolventes con cruces por cero y valores de relación potencia pico a potencia media (PAPR) incluso por encima de los 10 dBs.

Siguiendo los esquemas IQ convencionales, esta mejora de la eficiencia espectral trae necesariamente aparejada un deterioro de la eficiencia en la utilización de la potencia por parte de los transmisores, razón por la cual se viene prestando un especial interés a la implementación de esquemas alternativos o emergentes (aunque muchos se fundamenten en ideas a punto de cumplir los 80 años) como los de seguimiento de la envolvente (ET) [2], Doherty [3] u outphasing [4]. En las estaciones bases se plantea entonces el reto de manipular eficientemente la señal, preservando su linealidad, de modo a reducir el consumo de potencia, la disipación de calor, y con ello disminuir de forma importante los altos costes operacionales que ambos traen asociados. Evidentemente, la elevación de la eficiencia de los transmisores, desde valores muchas veces por debajo de un 5%, a cerca de un 50%, redundaría a nivel global en una reducción importante de las emisiones de CO₂.

El esquema outphasing original [5] propone la codificación de las variaciones deseadas de amplitud en la envolvente mediante variaciones de fase de la señal de excitación a dos cadenas de amplificación de RF, de forma tal que al sumar vectorialmente sus señales de salida instantáneas, se consiga recuperar la señal a transmitir, con variaciones de amplitud y fase. El uso de excitaciones de amplitud constante permite introducir amplificadores conmutados, y en consecuencia no lineales, para conseguir amplificación lineal. Mientras el uso de combinadores híbridos resulta en un ajuste relativamente fácil del esquema, con la correspondiente calibración de los desbalances de amplitud y fase entre las ramas, su eficiencia promedio se degrada notablemente al manipular señales de PAPR elevadas. A cambio, el esquema outphasing original, tipo Chireix [5], propone aprovechar, al menos en teoría, la modulación mutua de la impedancia de carga para mejorar el perfil de eficiencia. Desafortunadamente, sus implementaciones con etapas clase AB, B, C, D y F han demostrado ser muy sensibles a la existencia de componente imaginaria en la impedancia de carga, lo que dificulta su control, además de redundar en la degradación de eficiencia.

En este artículo, siguiendo recientes resultados en cuanto a la idoneidad de un amplificador clase E para la consecución de un buen rango dinámico en el control de potencia con alta eficiencia [1], [4], se presenta un esquema de transmisión outphasing tipo Chireix en la banda de 770 MHz, combinando apropiadamente dos amplificadores clase E implementados con elementos concentrados sobre dispositivos GaN HEMTs de 30 W.

II. AMPLIFICADOR CLASE E Y MODULACIÓN DE CARGA

Para poder analizar de forma efectiva el comportamiento particular de un amplificador clase E en condición de modulación de la impedancia de carga, lo que ocurriría de emplearse en un transmisor outphasing, se modeló de forma simplificada el transistor seleccionado, el CGH35030 de Cree Inc., como un conmutador. La resistencia en conducción, $R_{on} = 0.77 \Omega$, fue estimada de la pendiente de las características I/V del dispositivo a un valor de tensión en puerta previo a la aparición de conducción por ese terminal, mientras que la capacidad de salida, $C_{out} = 2.9 \text{ pF}$, fue extraída a partir de medidas del parámetro S_{22} a la tensión de polarización de drenador de interés ($V_{DS} = 22 \text{ V}$) y con una tensión en puerta justo antes de que se manifestase incremento alguno de la conductancia de salida ($V_{GS} = -3.5 \text{ V}$).

A. Simulaciones Loadpull y Trayectorias de Modulación

Usando dicho modelo, se realizó una simulación loadpull al fundamental, forzando (gracias a un sintonizador armónico de impedancias) terminaciones en circuito abierto al segundo y tercer armónico. En la Fig. 1 aparecen representados los círculos de potencia de salida y eficiencia así obtenidos, a los que se ha superpuesto el valor de impedancia óptimo obtenido del análisis teórico de un clase E, $Z_d(f_0)_{opt} = 0.28/(\omega C_{out}) \cdot e^{(j.49^\circ)} \approx 13 + j.15 \Omega$. El máximo de eficiencia aparece precisamente en ese punto, en tanto permite conseguir las condiciones ideales de conmutación a tensión y derivada de la misma iguales a cero (ZVS y ZDS).

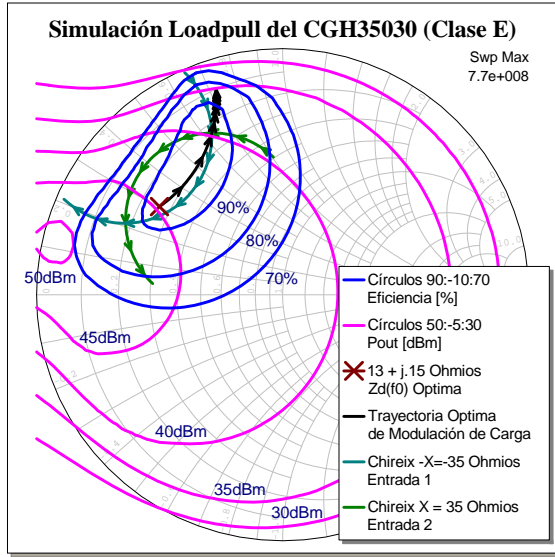


Fig. 1. Círculos de eficiencia y P_{out} obtenidos de simulación. Se ha superpuesto el valor $Z(f_0)_{opt}$, la trayectoria ideal de modulación de carga así como las debidas al combinador Chireix.

Siguiendo los resultados en [1], se ajustó entonces en simulación la longitud eléctrica de una línea de impedancia característica $Z_0 = 50 \Omega$, de modo a que transformase una variación de la resistencia de carga, R_L , entre 50 y 500 Ω (suponiendo que fuese posible conseguir algo así en las entradas del combinador Chireix) a una impedancia vista en drenador al fundamental (del otro lado del sintonizador) tal que permitiese controlar la potencia manteniendo una eficiencia lo más alta posible. Esa trayectoria se ha superpuesto también sobre la Fig. 1. Partiendo del punto estimado por la ecuación $Z_d(f_0)_{opt}$, correspondiente a la transformación del valor $R_L = 50 \Omega$, dicha trayectoria corta los círculos de potencia entre 45 y 35 dBm con una eficiencia superior siempre al 80%. En la Fig. 2 se muestran resultados de simulación de las formas de onda de la tensión drenador-fuente y la corriente en drenador, para dos puntos distintos en de dicha trayectoria. A lo largo de la línea es posible asegurar o aproximar la condición ZVS, lo que permite minimizar las pérdidas por conmutación. El que no se garantice siempre la condición ZDS provoca que la corriente al encenderse el dispositivo deje de crecer de forma gradual (el caso correspondiente a $R_L = 200 \Omega$ en la Fig. 2).

Finalmente, se ajustó el valor de reactancia en un combinador Chireix ideal [5] de modo a conseguir que la impedancia de carga a ver por los transistores se acercase lo más posible a la trayectoria anterior al variar el ángulo de

desfase entre las ramas. Con un valor de $X = 35 \Omega$ se consigue un rango de control de potencia con alta eficiencia algo inferior a 10 dB. Las impedancias a ver en drenador por los dispositivos se han superpuesto también en la Fig. 1.

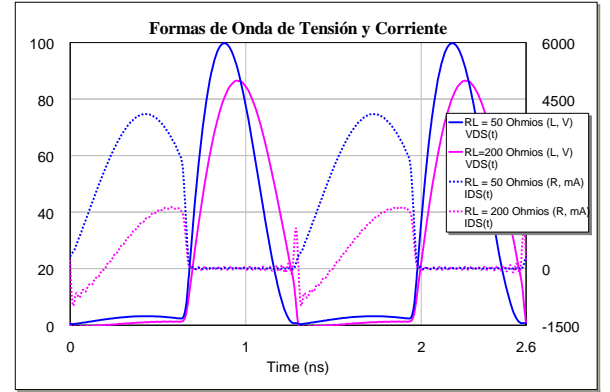


Fig. 2. Formas de onda $v_{DS}(t)$ e $i_{DS}(t)$ en dos puntos distintos de la trayectoria ideal de modulación de la Fig. 1.

B. Medidas en Condición de Modulación

A partir de los resultados anteriores se diseñaron dos amplificadores clase E, implementando las redes de adaptación y de polarización con elementos concentrados de alto factor de calidad (bobinas Air Core de Coilcraft y condensadores cerámicos 100B de ATC). Dichos amplificadores se caracterizaron bajo condición de modulación de carga, sintetizando una impedancia resistiva en el rango entre 50 y 500 Ω con ayuda de un sintonizador manual con stubs deslizantes, y ajustando una línea coaxial extensora, insertada entre la salida del amplificador y la entrada del sintonizador, de modo a conseguir la longitud eléctrica que trasladase dicho rango de variación a una trayectoria de impedancia óptima, vista en drenador, con la mayor eficiencia posible. Los valores medidos de potencia de salida y eficiencia se han representado en la Fig. 3.

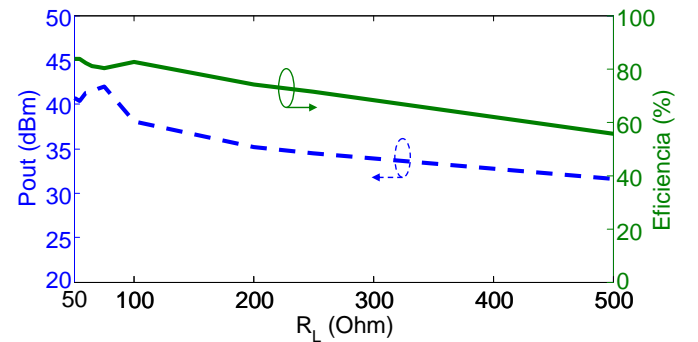


Fig. 3. Evolución de P_{out} y PAE frente a R_L , con una línea extensora ajustada entre la salida del amplificador y el sintonizador manual de impedancia.

Como se puede verificar, se consigue hacer variar la potencia en un rango de aproximadamente 10 dB manteniendo una eficiencia en drenador superior al 60%, y en un rango de 6 dB con una eficiencia por encima de 75%. Se midió además un pico de eficiencia del 83%.

III. TRANSMISOR OUTPHASING

A partir del valor de desfase óptimo conseguido con la línea extensora en el experimento anterior, se ajustaron unos tramos de línea con ayuda de codos y transiciones en coaxial,

tales que sumados a las longitudes de línea microstrip de las ramas del combinador Chireix implementado, se pudiesen conseguir las transformaciones necesarias entre la posición de los elementos reactivos del combinador y el drenador de los transistores. En la foto de la Fig. 4 se puede apreciar el montaje realizado, con los dos amplificadores clase E, el combinador Chireix (basado en una bobina de 3.85 nH de la serie Air Core Micro de Coilcraft y un condensador de 8.2 pF de la serie 100B de ATC) y los tramos introducidos entre las salidas de uno y las ramas del otro. Se puede apreciar que en una de las ramas se hubo de añadir una transición coaxial adicional. En versiones futuras, estos tramos de línea se podrían ajustar con mayor precisión, usando por ejemplo equivalentes en parámetros concentrados (LCL).

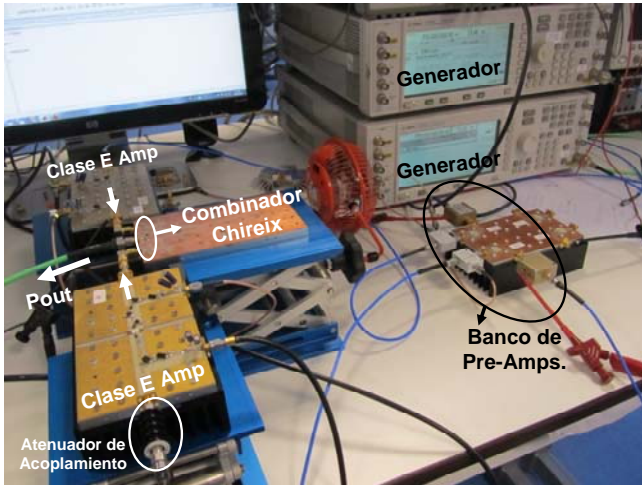


Fig. 4. Fotografía del transmisor outphasing implementado, junto a parte del equipamiento utilizado para su caracterización.

IV. CARACTERIZACIÓN DEL SISTEMA

La implementación de la Fig. 4 se corresponde al diagrama seguido para la caracterización del transmisor, representado esquemáticamente en la Fig. 5. Para los pre-amplificadores se utilizaron MMICs de GaN (CMPA0060025F, fabricados también por Cree), capaces de dar hasta 25 W, y que fueron polarizados usando bias-tees comerciales para lograr un régimen de trabajo altamente lineal (back-off) en el rango de 0-0.25 W.

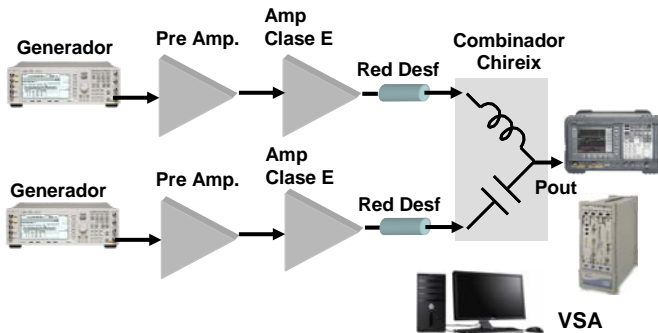


Fig. 5. Diagrama simplificado de la plataforma implementada para la caracterización del transmisor outphasing.

Usando dos generadores vectoriales (serie ESG de Agilent), sincronizados con señales de disparo y de referencia de fase, fue posible variar la fase de una de las ramas (Φ) respecto a la otra, a lo largo de un rango de unos 205° sin que aparecieran inestabilidades.

En la Fig. 6 se muestran la evolución medida para la potencia de salida y la PAE ($P_{in} = 0.5$ W) en función de dicha variable de fase. El eje x reproduce el valor de fase ajustado manualmente en el generador, siendo $\Phi = 200^\circ$ el valor para el cual ambas ramas quedan en fase (el nulo del outphasing angle). En un rango angular de unos 130° se consigue un control de potencia ligeramente superior a 6.3 dB manteniendo una eficiencia al menos igual al 60%. Se midió además un pico de eficiencia de 75.7%.

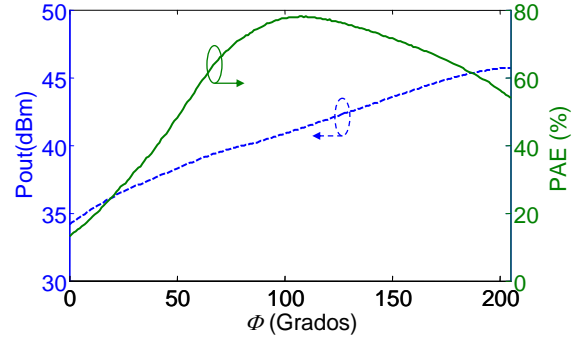


Fig. 6. Evolución de la PAE y la P_{out} medidas en función de la fase (el valor $\Phi = 200^\circ$ corresponde a ambas ramas en fase).

Con ayuda de una señal de variación de fase triangular, capaz de cubrir ese rango angular a muy baja frecuencia, y haciendo uso de un analizador vectorial de señal, también de Agilent, se consiguió caracterizar además los perfiles Φ -AM y Φ -PM para su posterior linealización.

V. CARACTERIZACIÓN CON SEÑALES REALES

A. Transmisor Outphasing en Condiciones Dinámicas

Dado que al controlar el desfase entre las ramas no es posible obtener valores de tensión a la salida cercanos a cero, y que, como se pudo apreciar durante la caracterización, se podría llegar a sitios potencialmente inestables, se decidió probar las capacidades dinámicas del transmisor en modo outphasing puro, excitándolo con una señal de dos tonos a la que se le abrió un “agujero vectorial” (*hole punching*) en su diagrama I/Q [6]. De este modo, se podía conseguir un rango deseado de variación de la envolvente, manteniendo las ventajas de una señal de prueba con espectro discreto.

Como se puede observar en la ecuación correspondiente a la envolvente compleja en el tiempo (1), se adicionó una componente de banda lateral a la frecuencia de modulación, $\omega_m = 1/2(\omega_2 - \omega_1)$, creando un desbalance controlable entre los tonos y, por consiguiente, modificando la trayectoria I/Q de forma que la amplitud no pueda tomar valores por debajo cierta magnitud predeterminada (ver Fig. 7).

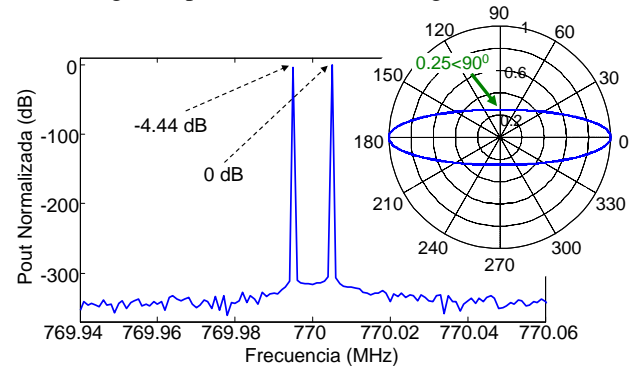


Fig. 7. Espectro de una señal de dos tonos separados a 10 kHz después de aplicarle hole-punching con $a_{hp} = 0.25$.

$$\tilde{x}(t) = V_{dd_{max}} \cdot \left[(1 - \alpha_{hp}) \cdot \cos(\omega_m \cdot t) + \alpha_{hp} \cdot e^{(j \cdot \omega_m \cdot t)} \right] \quad (1)$$

En este caso específico, y tal y como se puede apreciar en la Fig. 7, el valor de α_{hp} utilizado fue 0.25 (justo para conseguir 6 dB de variación en potencia) con una separación entre tonos de 10 kHz, que determina un desbalance entre la amplitud de los tonos de 4.44 dB.

A partir de las características Φ -AM y Φ -PM cuasi-estáticas previamente medidas, se implementó una predistorsión digital muy sencilla y sin memoria, en forma de LUT. En la señal capturada a la salida del transmisor se consiguieron valores de relación portadora-intermodulación, CIMD, siempre superiores a los 50 dBc. Quedaba así demostrada la posibilidad de ajuste del esquema, al menos para reproducir una señal muy sencilla en modo outphasing.

B. Transmisor Outphasing Híbrido

Para resolver el problema de los valores cercanos a cero a la salida y teniendo en cuenta los buenos resultados obtenidos con el *hole-punching*, se decidió hacer trabajar el transmisor en modo híbrido. En este modo, los valores altos de amplitud se obtienen variando el desfase entre las ramas hasta cierto valor, a partir del cual, los valores más bajos de la envolvente se logran haciendo variar también la amplitud de las dos señales de excitación de RF. De cara a conseguir un perfil linealizabile, y evitar la expansión de ganancia asociada a la tensión de puerta inicialmente seleccionada (algo por debajo de pinch-off), se subió ligeramente la polarización de dicho terminal hasta alcanzar un comportamiento salida de RF – entrada de RF como el de un clase B. Esta modificación no altera de modo notable la operación del transistor como clase E a potencia saturada (modo outphasing puro). Fue necesario realizar una captura de los perfiles de amplitud y fase según este modo, usando en este caso una señal triangular de mayor frecuencia (100 kHz) como punto de partida para poder aplicar la predistorsión digital. Como primera aproximación al problema, y a pesar de que se observó la aparición de ligeros fenómenos de memoria, se empleó una DPD también sin memoria.

Se decidió procesar una señal real de comunicaciones, con cruces por cero de su envolvente y una PAPR moderada, en este caso una WCDMA con 5 MHz de ancho de banda y 5.06 dB de PAPR. En la Fig. 8 se presentan los resultados del espectro capturado a la salida del transmisor en su comparación con el de la señal original. Se aprecian componentes de distorsión residual no corregidas apropiadamente, así como asimetrías.

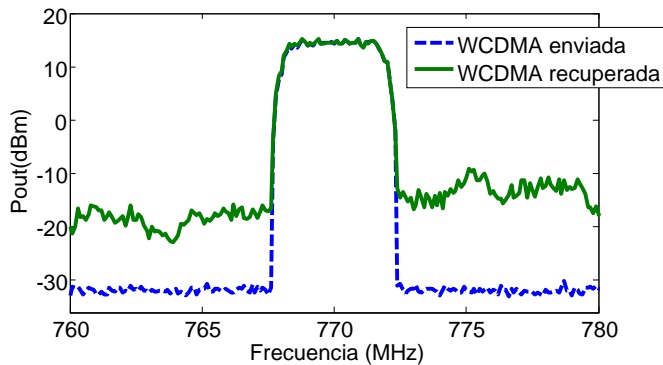


Fig. 8. Espectros de la señales WCDMA enviada y capturada con el sistema trabajando en modo híbrido.

Los valores estimados para la ACPR, medidos según establece la norma, resultaron de -50.2 dBc y -54 dBc para los canales adyacentes inferior y superior, y de -63.1 dBc y -56.5 dBc respectivamente para los canales alternos inferior y superior. Esos valores se ajustan a las especificaciones establecidas en el estándar.

Cumpliendo requisitos de linealidad, la potencia promedio a la salida alcanzó los 11.8 W con una eficiencia promedio en drenador de 63% y una PAE promedio de 60.3 %. A pesar de la imposibilidad de conseguir con el combinador la trayectoria óptima sobre la carta de Smith de la Fig. 1 (y por ende de alcanzar valores de eficiencia con la modulación de la impedancia de carga como los obtenidos en la Fig. 3), así como de la necesidad de haber acudido a un modo híbrido, añadiendo la tradicional variación de la amplitud de la señal de excitación de RF para poder reproducir el rango inferior de la envolvente, el quedar el máximo de la *pdf* de la envolvente a reproducir en una zona de alta eficiencia ha permitido conseguir valores difíciles de obtener para una señal de este tipo con otros esquemas.

VI. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha presentado un transmisor outphasing, formado por dos amplificadores clase E de alta eficiencia y un simple combinador Chireix LC. Gracias a la propia interconexión entre ambos, se ha conseguido un control de potencia de unos 6 dBs en modo outphasing, con una eficiencia siempre superior al 60%. Manipulando en modo híbrido una señal compleja, ha sido posible conseguir una eficiencia promedio importante cumpliendo especificaciones de linealidad.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen a Michel Allegue, Univ. Sevilla, por proporcionar la señal WCDMA utilizada en los experimentos. Este trabajo ha sido soportado por el Ministerio de Economía y Competitividad a través de los proyectos TEC2011-29126-C03(-01 y -02), cofinanciados con fondos FEDER, y del Consolider CSD2008-00068. R. Marante agradece a la AECID, Ministerio de Asuntos Exteriores y Cooperación, por el programa de becas para extranjeros (ref. 0000524566).

REFERENCIAS

- [1] R. Beltran, F. H. Raab and A. Velazquez, "HF Outphasing Transmitter using Class-E Power Amplifiers," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, pp. 757-760, June 2009.
- [2] D. F. Kimball, J. Jeong, C. Hsia, P. Draxler, S. Lanfranco, W. Nagy, K. Linthicum, L. E. Larson and P. M. Asbeck, "High-efficiency Envelope Tracking W-CDMA Base-Station Amplifier using GaN HFETs," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 54, no. 11, pp. 3848-3856, Nov. 2006.
- [3] M. Pelk, W. C. Edmun, J. R. Gajadharsing, R. S. Pengelly and L. C. N. de Vreede, "A High-Efficiency 100-W GaN Three-Way Doherty Amplifier for Base-Station Applications," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 56, no. 7, pp. 1582-1591, July 2008.
- [4] M. P. van der Heijden, M. Acar, J. S. Vromans and D. A. Calvillo-Cortes, "A 19W High-Efficiency Wide-Band CMOS-GaN Class-E Chireix RF Outphasing Power Amplifier," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, pp. 1-4, June 2011.
- [5] H. Chireix, "High Power Outphasing Modulation," *Proc. IRE*, Vo. 23, No. 11, pp. 1370-1392, Nov. 1935.
- [6] R. Marante, L. Cabria, P. Cabral, J. C. Pedro and J. A. García, "Temperature Dependent Memory Effects on a Drain Modulated GaN HEMT Power Amplifier," *INMMIC*, pp. 75-78, June 2012.